

Исследование характеристик двигателя постоянного тока

Несмотря на преимущественное распространение электроэнергии переменного тока в ряде отраслей промышленности широко используется и постоянный ток. В связи с этим находят широкое применение электрические машины постоянного тока.

Двигатели постоянного тока предназначены для преобразования электрической энергии постоянного тока в механическую энергию, которая передается через вал рабочему органу приводного механизма. Они обладают важным преимуществом перед другими электродвигателями: они позволяют плавно и в широких пределах регулировать скорость вращения и обладают большим пусковым и перегрузочными моментами, сравнительно высоким быстродействием, что важно при реверсировании и торможении.

В данной работе были экспериментальным путем исследованы характеристики двигателя постоянного тока на лабораторном стенде «Электромеханика».

Были исследованы рабочие характеристики, такие как, регулировочная, скоростная, моментная и к.п.д. и механическая характеристики.

Регулировочная характеристика представляет зависимость скорости вращения n от тока I_B возбуждения в случае, если ток I_A якоря и напряжение U сети остаются неизменными, т. е. $n=f(I_B)$ при $I_A=\text{const}$ и $U=\text{const}$. До тех пор, пока сталь магнитопривода машины не насыщена, поток Φ изменяется пропорционально току возбуждения I_B . В этом случае регулировочная характеристика является гиперболической. По мере насыщения при больших токах I_B характеристика приближается к линейной (рис. 1).



Рис. 1.

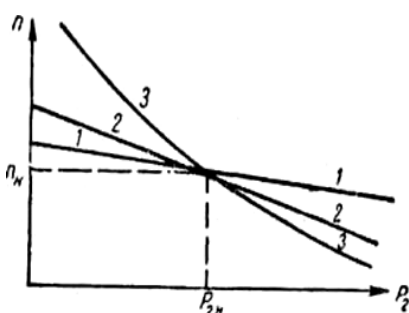


Рис. 2.

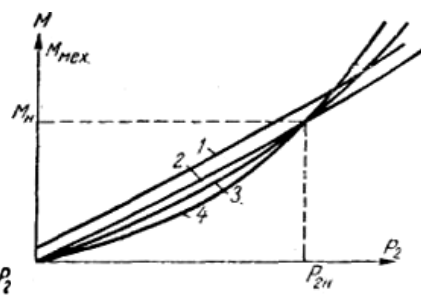


Рис.3

Скоростные характеристики дают зависимость скорости вращения n от полезной мощности P_2 на валу двигателя в случае, если напряжение U сети и сопротивление r_e регулировочного реостата цепи возбуждения остаются неизменными, т. е. $n=f(P_2)$, при $U=\text{const}$ и $r_e=\text{const}$.

С возрастанием тока якоря при увеличении механической нагрузки двигателя параллельного возбуждения одновременно увеличивается падение напряжения в якоре и появляется реакция якоря, которая обычно действует размагничивающим образом. Первая причина стремится уменьшить скорость вращения двигателя, вторая — увеличить. Действие падения напряжения в якоре обычно оказывает большее влияние. Поэтому скоростная характеристика двигателя параллельного возбуждения имеет слегка падающий характер (рис. 2).

Моментные характеристики показывают, как изменяется момент M при изменении полезной мощности P_2 на валу двигателя, если напряжение U сети и сопротивление r_e регулировочного реостата в цепи возбуждения остаются неизменными, т. е. $M=f(P_2)$, при $U=\text{const}$, $r_e=\text{const}$.

Скорость вращения с увеличением нагрузки падает. Поэтому характеристика полезного момента несколько загибается кверху (рис. 3). При этом кривая электромагнитного момента M проходит выше кривой полезного момента $M_{\text{мех}}$ на постоянную величину, равную моменту холостого хода M_0 .

Секция 13. Моделирование радиоэлектронных устройств и систем

Кривая зависимости к. п. д. от нагрузки имеет характерный для всех двигателей вид (рис 4). Кривая проходит через начало координат и быстро растет при увеличении полезной мощности до 1/4 номинальной. При мощности P_2 , равной примерно 2/3 номинальной, к. п. д. обычно достигает максимального значения. При увеличении нагрузки до номинальной к. п. д. остается постоянным или незначительно падает.

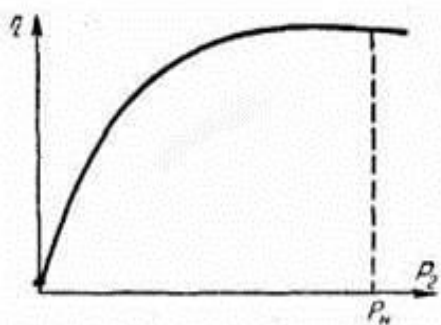


Рис. 4

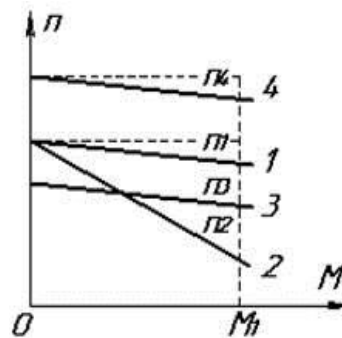


Рис.5

Важнейшей характеристикой двигателя является механическая $n(M)$. Она показывает, как зависит частота вращения двигателя от развиваемого момента. Если к обмоткам двигателя подведены номинальные напряжения и отсутствуют дополнительные резисторы в его цепях, то двигатель имеет механическую характеристику, называемую естественной. На естественной характеристике находится точка, соответствующая номинальным данным двигателя (M_n, P_n и т.д.). Если же напряжение на обмотке якоря меньше номинального, либо $I_s < I_{сн}$, то двигатель будет иметь различные искусственные механические характеристики. На этих характеристиках двигатель работает при пуске, торможении, реверсе и регулировании частоты вращения.

Литература

1. Кацман М.М. Электрические машины. – М.: Высш. шк., 1993.
2. Копылов И.П. Электрические машины. – М.: Энергоатомиздат, 1986.

К.А. Вилков

Научный руководитель: доктор техн. наук, проф. В.В.Ромашов Е.А. Жиганова

Муромский институт Владимирского государственного университета

602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23

E-mail: romashovmuroom@mail.ru

Моделирование системы цифровой ФАПЧ

Системы ФАПЧ применяются для создания синтезаторов, частотной и квадратурной модуляции и демодуляции. В последнее время системы фазовой автоподстройки выполняются в цифровом виде.

Особенность цифровой системы в том, что в отличие от аналоговой, цифровая цепь ФАПЧ не позволяет работать с биполярным сигналом. Поэтому в схеме после цифрового фазового детектора необходимо поставить цепь, преобразующую однополярный сигнал в биполярный. Это в конечном итоге дает возможность не только уменьшать, но и увеличивать подстраиваемую частоту ГУН.

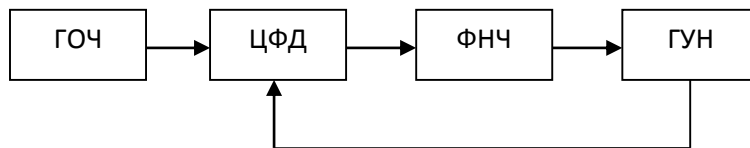


Рис.1. Структурная схема цифровой ФАПЧ

На рис.1 представлена структурная схема цифровой ФАПЧ. При моделировании такой схемы в программе Microcap были использованы следующие элементы. Блоки ГОЧ и ГУН представлены элементами VCO и подключенными к ним компараторами. Цифровой фазовый детектор (ЦФД) реализован с помощью двух RS-триггеров, соединенных между собой через логический элемент «И». Фильтр представляет собой простую RC цепочку.

Сигналы ГОЧ и ГУН в момент начала анализа, а также в конце, при установившемся значении управляющего напряжения представлены на рис.2.

По рис.2 видно, что на выходе фазового детектора формируется разностный периодический сигнал, который далее проходит через фильтр низких частот. Этот усиленный и отфильтрованный сигнал фазовой ошибки в виде управляющего напряжения, в свою очередь, управляет ГУН, частота которого может увеличиваться или уменьшаться. На данном рисунке частота уменьшается с 1.4 МГц до 1МГц, при этом сигналы сдвинуты относительно друг друга на π .

Секция 13. Моделирование радиоэлектронных устройств и систем

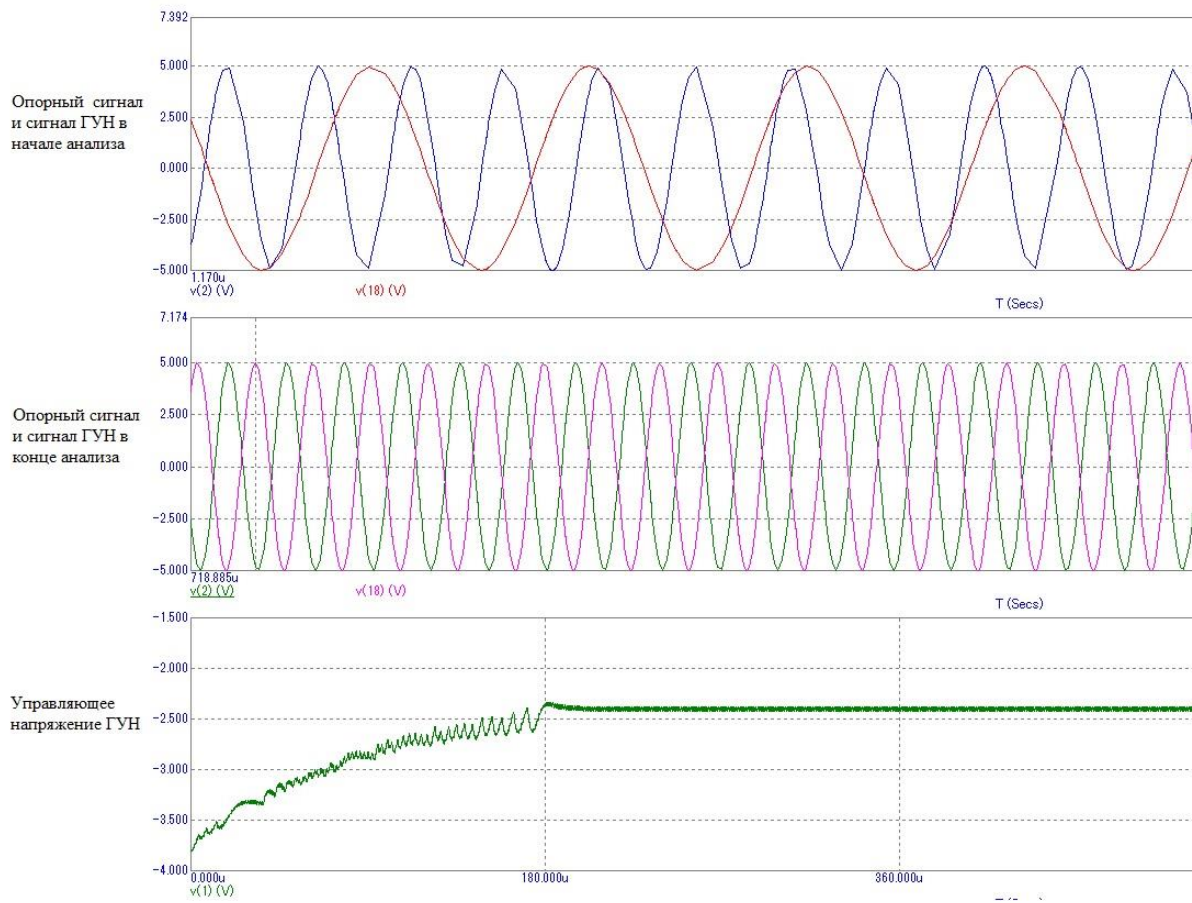


Рис.2. Результаты анализа в программе Microcap

Н.А. Демидов

Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. Н.П. Мольков
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
E-mail: aurise@yandex.ru

Использовании аппарата нечеткой логики в многоканальной системе вибраакустического мониторинга

Вибраакустический мониторинг является одним из перспективных направлений по локализации и предотвращения дефектов нагруженных деталей машин [1]. Особенно актуален вибраакустический мониторинг в случаях, когда эксплуатация машин и систем связана с безопасностью обслуживающего персонала или конечного пользователя.

Процесс мониторинга сильно осложняется при увеличении числа контролируемых каналов, т.к. это ведёт к пропорциональному увеличению вычислительных мощностей.

Детальное исследование, диагностика, локализация неисправности по вибраакустическому сигналу является не простой задачей [2], требующей большого объема вычислений, особенно когда число контролируемых каналов велико. В большинстве случаев, в процессе эксплуатации системы, достаточно определить сам факт приближения недопустимых изменений и своевременно прекратить эксплуатацию неисправного узла. Требования к вычислительной мощности значительно возрастают при увеличении числа каналов. Однако в большинстве практических случаев нет необходимости вычислять абсолютные значения параметров отклонения контролируемых параметров от нормы, а достаточно лишь определить момент перехода порога. Для определения момента превышения допустимого порога и принятия решения хорошо подходит аппарат нечеткой логики, объем вычислений необходимый в этом случае сильно уменьшается и становится доступен для современных микроконтроллеров. Это открывает новые возможности в разработке современных устройств, для вибраакустического мониторинга за счёт интеграции устройства обработки и измерительного датчика. При этом повышается надёжность и расширяется область применения.

Применение аппарата нечёткой логики может позволить значительно увеличить число контролируемых каналов и получить результаты, недостижимые для традиционных методов без больших вычислительных затрат.

Литература

1. ГОСТ ИСО 10816-3-99. Вибрация. Контроль состояния машин по результатам измерения вибрации на невращающихся частях.
2. Балицкий Ф.Я., Иванова М.А., Соколова А.Г. Вибраакустическая диагностика зарождающихся дефектов. М.: Наука, 1984 - 120 с.

Измерение спектральной плотности мощности фазовых шумов цифрового вычислительного синтезатора

Множество современных систем формирования радиосигналов использует цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС). При проектировании различных устройств на основе таких синтезаторов необходимо знать их шумовые характеристики. Для исследования шумовых свойств ЦВС используются методы экспериментального измерения и математического моделирования спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов.

Экспериментальное измерение СПМ фазового шума может быть выполнено с помощью разных методик, таких как: прямое измерение анализатором фазового шума, измерение низкочастотной составляющей фазового шума при подавлении несущей, и измерение методом спектроанализатора. Проведем измерение СПМ фазовых шумов интегрального ЦВС AD9854 на основной частоте синтезируемого сигнала с помощью анализатора сигналов R&S FSUP8 компании Rohde & Schwarz. В данном приборе используется первый метод измерения. Результаты показаны на рис. 1-3 (а) для тактовой частоты $f_T = 30$ МГц, основных синтезируемых частот $f_{ЦВС} = 1,87$ МГц, 3,75 МГц, 7,5 МГц.

Воспользуемся методом математического моделирования, описанным в [1]. Математическая модель СПМ собственных фазовых шумов ЦВС рассмотрена в [2]:

$$S_{ЦВС}(F) = \left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T} \right)^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + \left(10^{k_3} + 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T} \right)^2 \right) \quad (1)$$

СПМ фазовых шумов на выходе ЦВС:

$$S_{выхЦВС}(F) = S_{ГОЧ}(F) \cdot (K_{ЦВС})^2 + S_{ЦВС}(F) \quad (2)$$

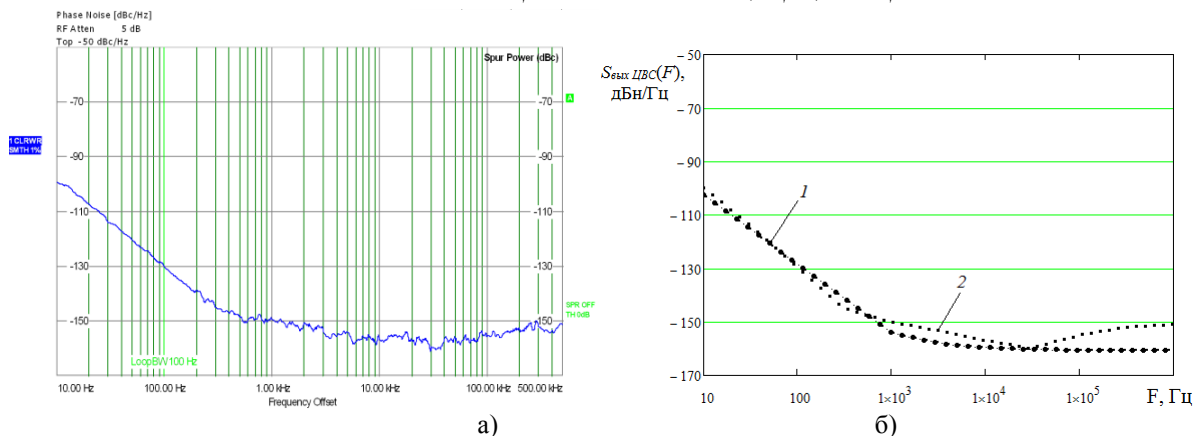


Рис.1. СПМ фазовых шумов ЦВС при основной частоте 1,87 МГц: а) экспериментальные данные, б) 1 - результат моделирования, 2 - экспериментальные данные

$S_{ГОЧ}(F)$ - СПМ фазовых шумов ГОЧ. Для моделирования была проведена аппроксимация измеренной шумовой характеристики ГОЧ отладочного модуля с интегральным ЦВС AD9854, используемого в измерениях. Математическая модель ГОЧ:

$$S_{ГОЧ}(F) = \frac{10^{-4.85}}{F^3} + \frac{10^{-15.8}}{F^2} + \frac{10^{-10.9}}{F} + 10^{-15.1}, \quad (3)$$

Сравнение результатов математического моделирования с данными эксперимента показано на рис. 1-3 (б).

Секция 13. Моделирование радиоэлектронных устройств и систем

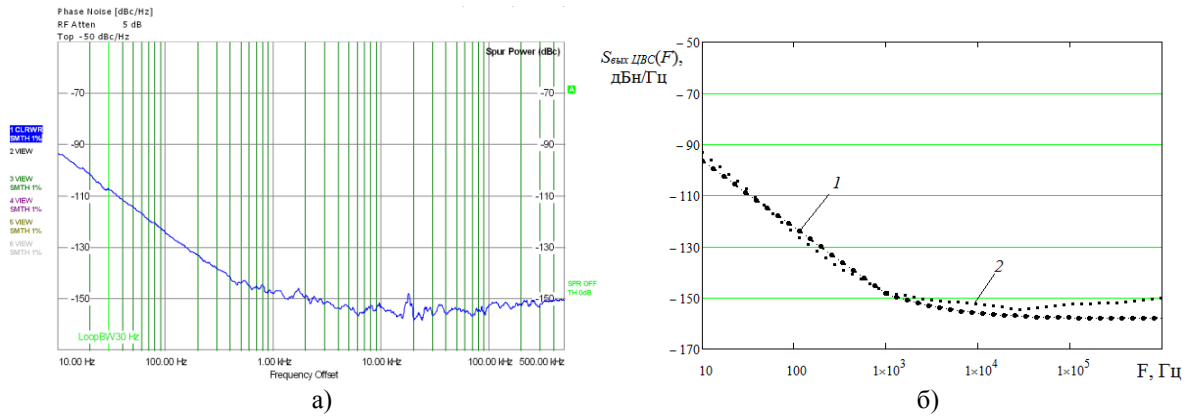


Рис.2. СПМ фазовых шумов ЦВС при основной частоте 3,75 МГц: а) экспериментальные данные, б) 1 - результат моделирования, 2 - экспериментальные данные

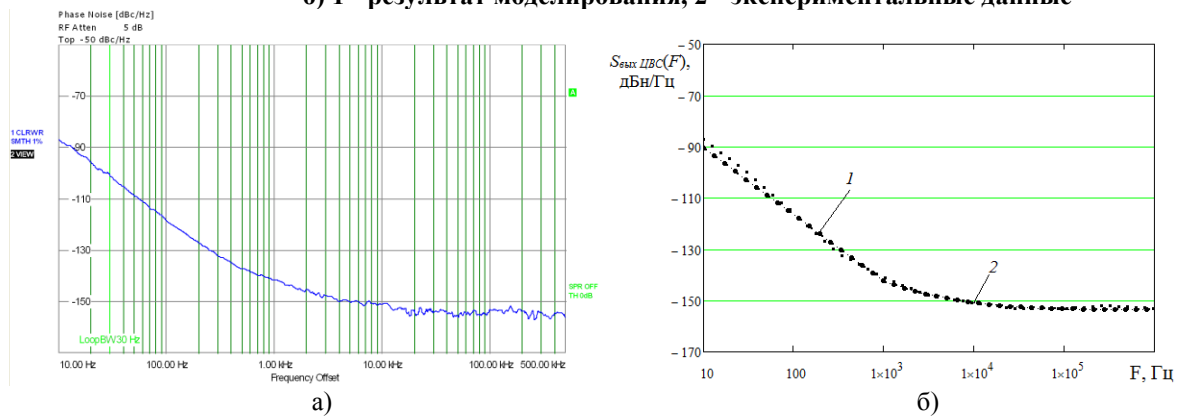


Рис.3. СПМ фазовых шумов ЦВС при основной частоте 7,5 МГц: а) экспериментальные данные, б) 1 - результат моделирования, 2 - экспериментальные данные

Видно, что результаты математического моделирования и экспериментальные данные СПМ фазовых шумов интегрального ЦВС AD9854 практически совпадают. Это подтверждает возможность применения метода математического моделирования шумовых характеристик для основной частоты выходного сигнала ЦВС.

Литература

1. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011, №13. – С. 20 – 23.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №2. – С. 26 – 32.

А.Н. Докторов, Д.А. Хазов
 Научный руководитель: доктор техн. наук, проф. В.В. Ромашов
 Муромский институт Владимирского государственного университета
 602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
 E-mail: romashovamur@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru

Исследование влияния коэффициента деления частоты цифрового вычислительного синтезатора на спектр выходного сигнала

Современные системы формирования радиосигналов имеют в своем составе ЦВС – цифровые вычислительные синтезаторы, работающие по методу прямого цифрового синтеза. Поскольку в состав таких синтезаторов входит ЦАП, то спектр выходного сигнала ЦВС содержит не только основную синтезируемую частоту, но и ее образы. Частоты образов можно записать в виде [1]

$$f_{обп} = |nf_T + f_{ЦВС}|, \quad (1)$$

где $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ – номер образа. При $n = 0$ на выходе ЦВС основная частота $f_{ЦВС}$.

Изменение основной частоты при неизменной тактовой частоте сопровождается изменением амплитуды гармоник образов, характер которого представлен модулем функции типа синус Котельникова. Огибающая спектра выходного сигнала интегрального ЦВС AD9854 была рассмотрена в [2]. Однако, в спектре выходного сигнала помимо изменения амплитуд гармоник образов наблюдается появление различных паразитных спектральных составляющих.

Коэффициентом деления частоты цифрового вычислительного синтезатора $K_{ЦВС}$ называется отношение между основной частотой выходного сигнала и частотой тактового сигнала [3].

$$K_{ЦВС} = f_{ЦВС} / f_T, \quad (2)$$

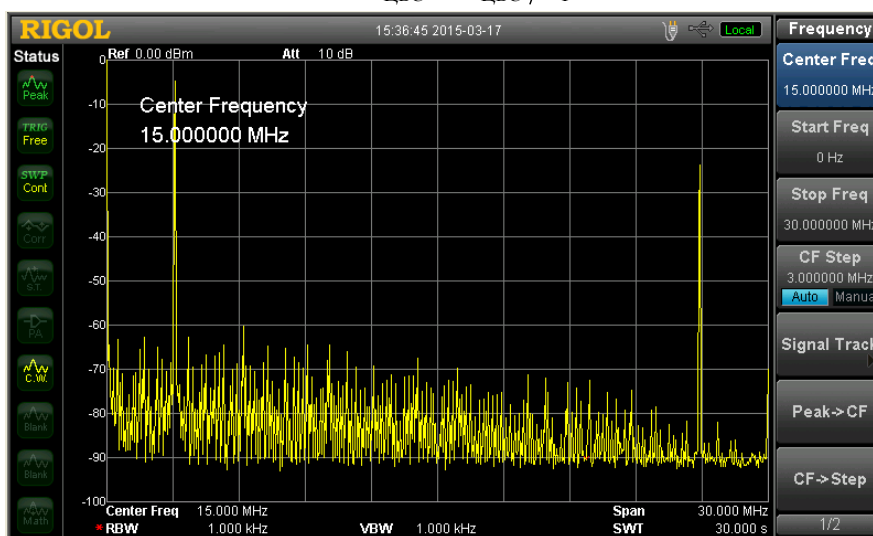


Рис.1. Спектр выходного сигнала AD9854 при $f_{ЦВС} = 3.1$ МГц, $f_T = 30$ МГц, $K_{ЦВС} = 0,103$.

На рис. 1-3 показаны примеры спектров выходного сигнала интегрального ЦВС AD9854 при различных значениях коэффициента деления частоты ЦВС для основной полосы частот от 0 до 30 МГц.

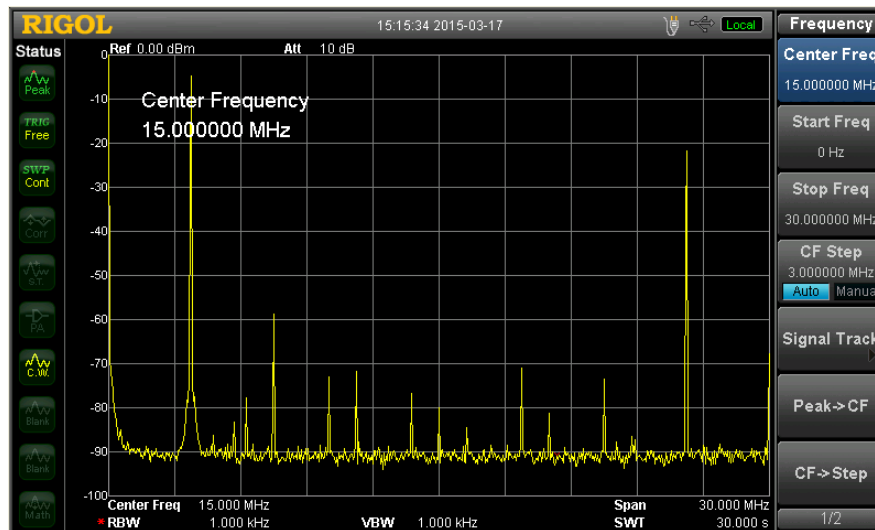


Рис.2. Спектр выходного сигнала AD9854 при $f_{ЦВС} = 3.75$ МГц, $f_T = 30$ МГц, $K_{ЦВС} = 0,125$

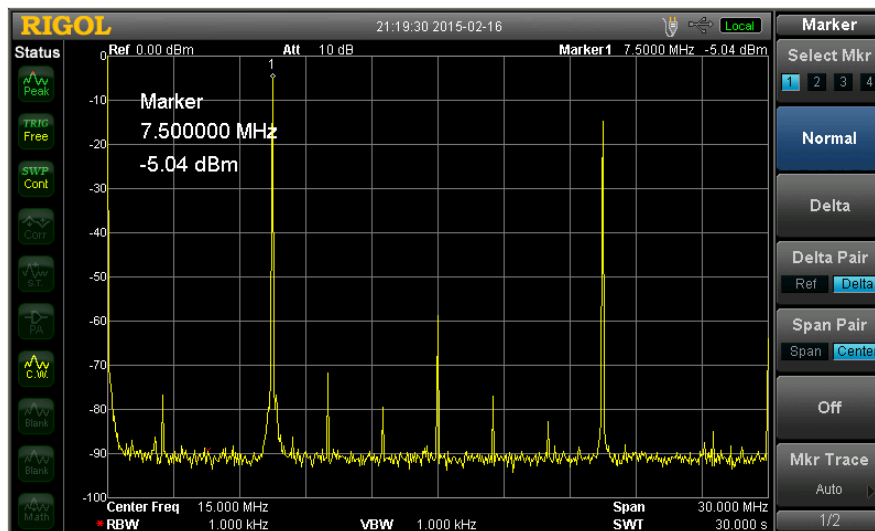


Рис.3. Спектр выходного сигнала AD9854 при $f_{ЦВС} = 7.5$ МГц, $f_T = 30$ МГц, $K_{ЦВС} = 0,25$.

Видно, что при значениях коэффициента деления частоты, равных 1/4, 1/8, побочных спектральных составляющих меньше, чем в остальных случаях, как например, при $K_{ЦВС} = 0,103$. Требуется более подробное исследование для определения зависимости появления побочных спектральных составляющих выходного сигнала ЦВС.

Литература

1. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, № 4. – С. 10-15.
2. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 2 (6). – С. 13-17.

И.С. Зуев

Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. Д.Н. Романов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
E-mail: radon81@mail.ru

Исследование систем с временным разделением каналов

В связи с широким распространением радиосвязи, ограниченным частотным ресурсом и огромным числом пользователей, которые используют радиочастоты, используются различные методы уплотнения или разделения каналов связи. Уплотнение линий связи целесообразно экономически. Это позволяет сократить затраты на организацию новых каналов связи в случае отсутствия уплотнения и сократить расходы на оборудование и эксплуатацию.

Существуют следующие методы уплотнения каналов связи:

Частотное разделение каналов (ЧРК) – для каждого канала связи отводится своя полоса частот без перекрытия их частотных полос.

Временное разделение каналов (ВРК) – сигналы каждого канала дискретизируются и их мгновенные значения передаются последовательно по времени, то есть каждое сообщение передается короткими импульсами – дискретами.

Принцип временного разделения каналов состоит в поочередном представлении линии связи для передачи сигналов каждого канала многоканальной системы. При передаче используется дискретизация во времени (импульсная модуляция). Сначала передается импульс 1-го канала, затем следующего канала и так до последнего канала с номером N, после чего опять передается импульс первого канала и процесс повторяется периодически. На приёмной стороне устанавливается коммутатор, подключающий поочередно групповой тракт к соответствующим приёмникам. В определённый короткий промежуток времени к групповой линии связи подключена только одна пара приёмник/передатчик. Это означает, что для нормальной работы многоканальной системы с ВРК необходима синхронная и синфазная работа коммутаторов на приёмной и передающей сторонах. Для этого один из каналов занимают под передачу специальных импульсов синхронизации.

В системе с ВРК исследовались:

1. временные соотношения многоканальной системы,
2. схемные решения, осуществляющие временное разделение каналов,
3. мультиплексоры и демультимплексоры в режиме коммутации каналов.

Исследование многоканальной системы с временным разделением каналов проводилось на основе группового сигнала. В групповом сигнале выделялись импульсы соответствующие отдельным каналам. Исследование работы системы с ВРК, показало исключительно важную роль синхронизации. Канал синхронизации должен обладать повышенной помехоустойчивостью, чтобы исключить неправильную работу системы в целом.

Исследование переходных процессов в $R-L-C$ цепях

Под переходным (динамическим, нестационарным) процессом или режимом в электрических цепях понимается процесс перехода цепи из одного установившегося состояния (режима) в другое. При установившихся, или стационарных, режимах в цепях постоянного тока напряжения и токи неизменны во времени, а в цепях переменного тока они представляют собой периодические функции времени. Установившиеся режимы при заданных и неизменных параметрах цепи полностью определяются только источником энергии. Следовательно, источники постоянного напряжения (или тока) создают в цепи постоянный ток, а источники переменного напряжения (или тока) – переменный ток той же частоты, что и частота источника энергии.

Переходные процессы возникают при любых изменениях режима электрической цепи: при подключении и отключении цепи, при изменении нагрузки, при возникновении аварийных режимов (короткое замыкание, обрыв провода и т.д.). Физически переходные процессы представляют собой процессы перехода от энергетического состояния, соответствующего до коммутационному режиму, к энергетическому состоянию, соответствующему после коммутационному режиму [1].

В данной работе провели анализ электрической цепи при переходе от одного стационарного состояния к другому. Известно, что если цепь содержит только элементы активного сопротивления, то такой переход происходит мгновенно, так как эти элементы не запасают энергии. При наличии в цепи реактивных элементов L и C для перехода от одного состояния к другому требуется некоторое конечное время. Это объясняется тем, что реактивные элементы могут запасать энергию, а затем отдавать ее.

Экспериментальным путем исследовали свободные колебания и разряд конденсатора через другие элементы (рис.1). Они существуют в электрической цепи после прекращения внешнего воздействия за счет энергии, запасенной в реактивных элементах. Таким образом, условиями возникновения переходных колебаний в электрической цепи являются: наличие в цепи реактивных элементов; наличие коммутации [2].

На рис. 2 приведены экспериментальные осциллограммы при разряде конденсатора.

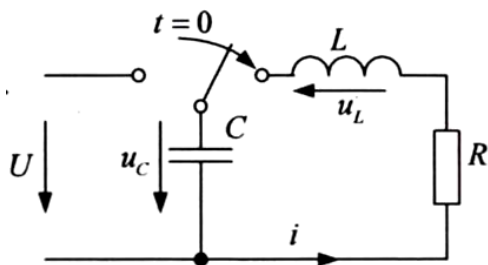


Рис.1.

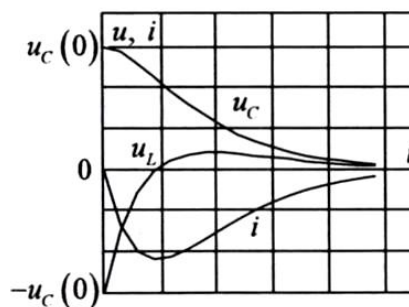


Рис.2.

Переходные процессы играют важную роль в технике связи. Они используются для получения напряжения или тока специальной формы (остроконечные импульсы, пилообразное напряжение и т. п.).

С другой стороны, за счет переходных процессов могут возникать искажения формы сигналов, что является нежелательным. Анализ переходных процессов позволяет оценить эти искажения, а также другие характеристики, составляющие основу методов синтеза устройств, предназначенных для оптимальной обработки сигналов. В технике связи переходные процессы учитывают при расчете усилителей дискретных сигналов, фазосдвигающих цепочек, линий задержки и других устройств.

При количественном анализе переходных колебаний в условия каждой конкретной задачи должны входить значения напряжений на емкостях и токов в индуктивностях цепи в момент коммутации, т. е. в начальный момент. Эти значения образуют начальные условия задачи. Ими, в силу законов коммутации, задаются те напряжения и токи в цепи, которые сохраняют свои значения в момент времени непосредственно после коммутации. Если в момент коммутации напряжение на всех емкостях цепи и

Секция 13. Моделирование радиоэлектронных устройств и систем

токи во всех индуктивностях цепи равны нулю, то соответствующие начальные условия называются нулевыми. Если же это не выполняется хотя бы в одном реактивном элементе цепи, то задача решается при ненулевых начальных условиях. На практике при решении задач важное значение имеет умение находить начальные и конечные значения реакций.

Литература

1. Попов В.П. Основы теории цепей: Учебник для вузов спец. «Радиотехника». – М.: Высшая школа, 1985.
2. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. - М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1981.

Исследование автогенераторов и цифровых синтезаторов частот в рамках изучения дисциплины Радиопередающие устройства

Неотъемлемой частью практически любого радиопередающего устройства является автогенератор. Он преобразует энергию источника питания в энергию электромагнитных колебаний с необходимыми параметрами, основными из которых являются: амплитуда, частота и форма. Генераторы сигналов состоят из источника и формирователя, например, электрического фильтра. Источник регулярных колебаний необходим в любом периодически действующем измерительном приборе, в устройствах, инициирующих измерения или технологические процессы, и вообще в любом приборе, работа которого связана периодическими состояниями или периодическими колебаниями [1].

В современных системах связи задающий генератор выполняется в виде синтезатора частот (СЧ), который предназначен для формирования в заданном диапазоне частот высокостабильных колебаний, определяемых стабильностью параметров задающего генератора. Синтез частот обеспечивает гораздо более высокую точность, стабильность и быстрое переключение на выбранную частоту [2]. Синтезаторы частот строятся на основе прямого или косвенного синтеза, а также с использованием комбинации этих методов. В синтезаторах, построенных на основе метода прямого синтеза, выходные колебания формируются непосредственно из колебаний опорного генератора с помощью операций сложения, вычитания, умножения и деления частоты опорного генератора. В связи с широким распространением цифровых методов в системах связи и коммуникации, генерация сетки частот от опорного источника реализуется в цифровом виде. Данный метод получил название прямого цифрового синтеза, ПЦС (direct digital synthesis - DDS). На практике очень часто используется и другой тип СЧ – синтезаторы косвенного метода синтеза, которые содержат перестраиваемый по частоте автогенератор, охваченный цепью фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ или PLL – phase locked loop).

Синтезаторы на основе ФАПЧ и ПЦС являются на сегодня основными типами СЧ, выпускаемых для применения (в виде интегральных микросхем) в телекоммуникационной и приемопередающей аппаратуре [2].

Практическое изучение генераторов и синтезаторов частот является актуальной задачей, поскольку требования к техническим характеристикам радиотехнических устройств и систем постоянно возрастают, что требует улучшения параметров функциональных узлов, т.к. именно от них в значительной степени зависят наиболее важные технические характеристики и параметры таких систем.

Целью проведенного исследования является реализация практической лабораторной базы для исследования автогенераторов и синтезаторов частот, позволяющей студентам закрепить теоретический лекционный материал и приобрести необходимые умения в области устройств формирования и генерирования сигналов.

В докладе рассматриваются вопросы построения лабораторных стендов, их реализация и основные результаты работы.

Литература

1. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл – 3-е изд. Том 1: пер. с англ.– М.: «Мир», 1986. – 599 с.: ил.
2. Ямпурин Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов: учеб. пособие / Н.П. Ямпурин, В.В. Болонев, Е.В. Сафонова. – Нижний Новгород, 2003. – 187 с.

А.В. Константинова

Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. К.К. Храмов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
E-mail: romashka030405@yandex.ru

Лабораторный стенд для исследования преобразователей данных

Последние десятилетия обусловлены широким внедрением во все сферы деятельности средств микроэлектроники и цифровой техники, обмен информацией с которыми обеспечивается с помощью аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей (АЦП и ЦАП).

В настоящее время активно применяются большие и сверхбольшие интегральные схемы (БИС и СБИС) ЦАП и АЦП, обладающие высокими техническими и эксплуатационными параметрами: высоким быстродействием, малыми погрешностями, многоразрядностью и др. [1]. Включение БИС преобразователей единым, функционально законченным блоком значительно упростило их внедрение в приборы и устройства, используемые как в научных исследованиях, так и в промышленности и дало возможность быстрого обмена информацией между аналоговыми и цифровыми устройствами. С увеличением степени сложности создаваемых технических систем и комплексов их функционирование характеризуется огромной величиной различной и быстро меняющейся информацией, которую необходимо измерять. Это определяет актуальность создания и совершенствования аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Широкое распространение и использование в телекоммуникационных и вычислительных системах технических средств, для цифровой передачи данных, речи, аудио- и видеoinформации, цифрового телевидения и т.п. увеличивает интерес к современным системам измерения и преобразования информации, а также значимость указанной проблемы.

Часто ЦАП входит в состав микропроцессорных систем. В этом случае, если не требуется высокое быстродействие, цифро-аналоговое преобразование может быть достаточно просто реализовано с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Широкое изучение указанных преобразователей обусловлено тем обстоятельством, что АЦП и ЦАП применяются для связи цифровой микропроцессорной и вычислительной техники с объектами контроля и управления, т.е. для преобразования в реальном масштабе времени аналоговых входных напряжений в цифровой код и для обратного преобразования цифровой информации в аналоговый выходной сигнал.

В этих условиях изучение и исследование современных преобразователей данных в рамках освоения студентами образовательных программ является актуальной задачей.

Лабораторный стенд «Преобразователи данных» [2] предназначен для работы в составе учебного комплекса ЭЛБ-ИТУ и позволяет проводить исследования аналогово-цифровых преобразователей ADC0809 и ADC0804, цифро-аналогового преобразователя DAC0800, широтно-импульсных модуляторов двух типов: на базе операционного усилителя А741 и таймера LM555. В докладе рассматриваются технические характеристик лабораторного стенда, приводятся основные характеристики и параметры преобразователей данных, результаты влияния напряжения смещения на характеристики преобразования АЦП, характер искажений АЦП-ЦАП преобразования, возможность передачи аналогового сигнала методом широтно-импульсной модуляции.

Литература

1. Валах В.В., Григорьев В.Ф. Быстродействующие АЦП для измерения формы случайных сигналов М.: Приборы и техника эксперимента. 2007. №4. – с.86-90
2. Сайт компании ООО «ЭнергияЛаб» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.vmlab.ru/catalog_item/laboratornyy-uchebnyy-stend-izuchenie-raboty-atasp-i-tsap

Исследование однофазного трансформатора

Трансформатор – это статический аппарат, в котором электромагнитным путем производится преобразование энергии переменного тока по напряжению. Основные части силового трансформатора промышленной частоты – это стальной замкнутый сердечник и обмотки, находящиеся на стержнях сердечника: первичная, в которую направляется энергия, и вторичная, с которой энергия поступает в нагрузку.

В данной работе были экспериментальным путем исследованы характеристики двигателя постоянного тока на лабораторном стенде «Электромеханика».

Для определения основных параметров трансформатор подвергли испытанию, используя режим холостого хода, короткого замыкания и рабочий режим.

Холостым ходом трансформатора называется такой режим его работы, при котором первичная обмотка включена на номинальное напряжение, а вторичная обмотка разомкнута.

Режим холостого хода позволяет опытным путем установить зависимость тока и мощности в первичной обмотке, коэффициенты мощности и трансформации от напряжения в первичной обмотке (рис.1).

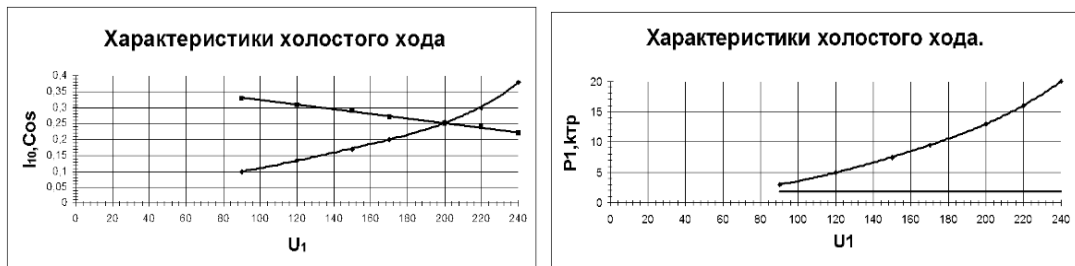


Рис.1.

Короткое замыкание трансформатора – испытательный режим, при котором вторичная обмотка замкнута накоротко, а в первичную включено такое пониженное напряжение, чтобы ток первичной обмотки был равен номинальному. Это напряжение, называемое напряжением короткого замыкания, является одной из постоянных, характеризующих трансформатор.

Режим короткого замыкания позволил опытным путем установить зависимость тока и мощности в первичной обмотке, коэффициент мощности от напряжения в первичной обмотке (рис.2).

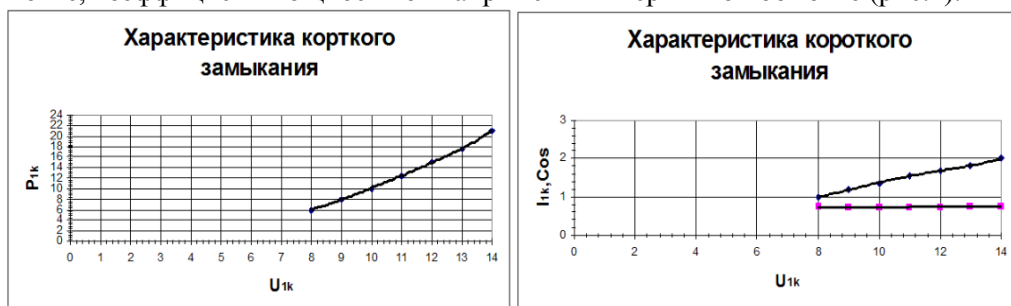


Рис.2.

С помощью режима короткого замыкания определяются потери в обмотках трансформатора. Рабочий режим – это режим работы трансформатора под нагрузкой. В качестве нагрузки использовали активную нагрузку. Постепенным увеличением сопротивления довели нагрузку до номинальной и сняли показания приборов в первичной и вторичной обмотках трансформатора. На рис. 3 приведена одна из основных рабочих характеристик однофазного трансформатора – зависимость коэффициента полезного действия от тока во вторичной обмотке.

**Рабочие характеристики
трансформатора**

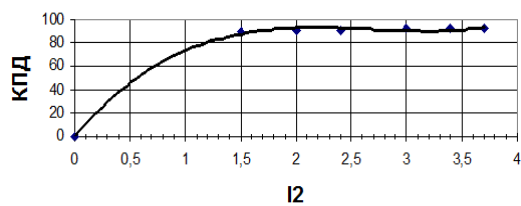


Рис.3.

В результате изменения напряжения в трансформаторах осуществляется возможность передачи энергии на большие расстояния с относительно малыми потерями и получение необходимых напряжений для любого электротехнического оборудования.

Литература

1. Электротехника под ред. В. Г. Герасимова. – М.: Высшая школа, 1983.
2. Электротехника и основы электроники под ред. О. П. Глудкина. – М.: Высшая школа, 1993.

А.Б. Оранский
Научный руководитель: доктор техн. наук, проф. В.В. Ромашов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
E-mail: oranckij@yandex.ru

Разработка формирователя прямоугольных сигналов частотой 24МГц

К разработке электронного оборудования, работающего в особых условиях и требующих повышенных показателей качества сигнала, предъявляются серьезные требования, например, к цепям тактовых сигналов [1]. При проектировании такого оборудования следует пользоваться современными средствами компьютерного моделирования. Однако компьютерная модель не может гарантировать работоспособность реального устройства, для этого и изготавливаются макетные образцы.

Разработка формирователя проводилась в пакете программ компании Mentor Graphics. Процесс разработки осложнялся тем, что данный формирователь прямоугольных сигналов является составляющей частью устройства для распараллеливания тактовых сигналов внутри другого вычислительного устройства, это влияет на способность формирователя обеспечивать качественный уровень сигнала (по форме, амплитуде) при подключении к нему дополнительной нагрузки (приемников тактовых сигналов).

В процессе проектирования был разработан вариант с использованием двухканального LVDS приемопередатчика, который работает в качестве компаратора. Для этого необходимо ввести обратную связь с выхода передатчика на вход приемника. Ранее данное решение не находило применения в радиоэлектронном оборудовании, однако у него есть ряд преимуществ по сравнению со специализированными интегральными микросхемами. Главное это использование микросхемы сразу в двух назначениях - компаратор прямоугольного сигнала и передатчик дифференциального сигнала. В свою очередь такое использование микросхемы уменьшает элементную базу, что не только удобно в топологическом проектировании, но и в экономическом плане.

При проведении лабораторных испытаний формирователь прямоугольных сигналов с использованием LVDS приемопередатчика показал более высокие результаты, чем специализированная микросхема-компаратор. Улучшения касались формы сигнала, в частности, крутизны фронтов, она составляет 3-8 нс (у микросхемы компаратора этот показатель равен от 10 до 20 нс), что при использовании его на частоте 24 МГц достаточно критично. Улучшения касались и скважности сигнала. С изменением амплитуды входного синусоидального сигнала скважность выходного прямоугольного сигнала становилась неприемлемой лишь при уровне 0.3 В, что является хорошим результатом для применения разработанного формирователя, т.к. рабочий диапазон амплитуды входного сигнала, при котором формирователь должен обеспечивать рабочие показатели составляют от 0.8 В до 1.8 В.

Таким образом, в процессе разработке формирователя прямоугольных сигналов было найдено решение удовлетворяющее требованиям по качеству сигнала, но при этом существенно лучше специализированных интегральных схем. Формирователь будет использован непосредственно в серийно выпускаемых изделиях одного из предприятий города Муром.

Литература

1. Бойко В.И. Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства – БХВ-Петербург, 2004.

Д.С. Солдатов

Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. Д.Н. Романов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
E-mail: radon81@mail.ru

Системы сбора и обработки данных метеостанции

На данный момент растет использование лесных, гидрологических и бытовых метеорологических станций. С помощью лесных метеостанций добились существенного сокращения лесных пожаров. Гидрологические станции дают информацию о погоде на водных объектах. Современные миниатюрные метеостанции широко используются в авиационной промышленности и сельском хозяйстве.

Портативная метеостанция состоит из двух основных компонентов: базы и выносного метеодатчика. Погодная станция, которая является базой, находится в комнате на полке или в офисе на столе и информирует пользователя обо всех изменениях погоды за окном и изменении температуры в самом помещении. Метеодатчик устанавливается за окном на улице и через беспроводную связь передает метеосводку на базу - погодную станцию, которая выводит данные на экран метеостанции. Питание базы погодной станции осуществляется от сети, либо от батареек в зависимости от модели; питание наружного метеодатчика осуществляется, как правило, от пальчиковой батарейки. Можно устанавливать от одного до нескольких метеодатчиков - например, в разных местах помещений (коридор, комната, улица); каждый из них будет отдельно высылать свою сводку температурных режимов, влажности и других показателей. Чтобы вывести на экран нужную информацию достаточно просто выбрать один из датчиков. После установки погодных датчиков следует инициализировать их (дать метеостанции обнаружить связь с ними). Это занимает, как правило, от нескольких секунд до нескольких минут, радиус передачи сигнала датчика от 30 до 70 метров в зависимости от модели, частота передачи сигнала стандартная - 433 МГц.

Для создания системы сбора и обработки метеорологической информации перспективным видится использование среды разработки LabView. Измерительная аппаратура метеостанции в комплексе со средой разработки LabView, производимой фирмой National Instruments, позволяет создать измерительную метеорологическую систему любой степени сложности. Такой подход позволяет автоматизировать измерения и существенно ускорить процесс оценки работоспособности системы в целом.

Созданную в среде LabVIEW прикладную программу принято называть Виртуальным прибором (ВП). В состав прикладной программы LabVIEW входят две основные составляющие: 1) лицевая панель виртуального прибора (Front Panel); 2) функциональная панель или блок-диаграмма (Bloc-Diagram).

На интерфейсе должна быть приведена информация об измеренных параметрах: температуре, влажности, давлении, осадках, скорости и направлении ветра с фиксированной датой измерения. Все измеренные параметры сохраняются в базу данных о метеоусловиях.

Блок-диаграмма представляет собой реально исполняемое приложение. Обычно оно состоит из блока инициации и считывания сигналов с метеостанции, через COM порт (RS-232) или USB-интерфейс; Case-структуры, позволяющей осуществить выбор одного из нескольких режимов измерений; блока записи обработанных данных в файл и кластера ошибки.

Литература

1. <http://www.ni.com/pxi/> – раздел на сайте National Instruments

Разработка и исследование математических моделей шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот с использованием цифровых вычислительных синтезаторов

Для получения высокочастотных сигналов применяются формирователи сигналов. В их состав могут входить синтезаторы частоты разных типов, умножители частоты, генераторы опорной частоты. В последнее время широко применяются интегральные цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС), обладающие рядом полезных качеств, таких как возможность формирования сетки частот, переключение между частотами без разрыва фазы выходного сигнала, высоким разрешением до долей Гц, программным управлением. Существенным недостатком современных цифровых вычислительных синтезаторов является ограниченная выходная частота, которая не превышает 40% от тактовой частоты. Повысить частоту можно, используя умножители частоты на биполярных и полевых транзисторах. Также существуют умножители, основанные на системе ФАПЧ. Однако умножение частоты неизбежно приведет к росту фазовых шумов пропорционально квадрату коэффициента умножения.

Однако в настоящее время находит практическое применение идея, заключающаяся в том, чтобы использовать для увеличения выходной частоты ЦВС побочные компоненты спектра. Данные компоненты получили название – образы основной частоты. Решением данной проблемы может быть использование образов основной выходной частоты ЦВС. Образы основной частоты – это побочные спектральные составляющие выходного сигнала, которые обычно подавляются с помощью ФНЧ. Применение образов позволяет в несколько раз повысить выходную частоту ЦВС, тем самым снизив коэффициенты умножения последующих умножителей частоты. Это позволяет сохранить приемлемый уровень СПМ фазовых шумов при одновременном увеличении выходной частоты формирователя.

Структурная схема гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС, представлена на рис. 1.

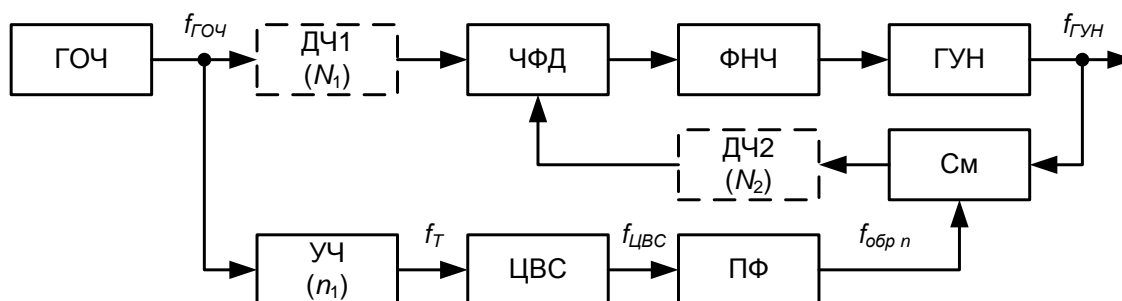


Рис. 1. Структурная схема гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС

Генератор опорной частоты (ГОЧ) вырабатывает сигнал с частотой $f_{ГОЧ}$, которая в делителе частоты ДЧ делится в N_1 раз. Выходной сигнал генератора, управляемого напряжением ГУН, с частотой $f_{ГУН}$ подается на один вход смесителя См. Тактовая частота f_T ЦВС образуется умножением выходной частоты ГОЧ в n_1 раз во встроенном в интегральный ЦВС умножителе частоты УЧ на системе ИФАПЧ.

$$f_T = n_1 f_{ГОЧ}.$$

Выходной сигнал ЦВС содержит частоты

$$f_{обр n} = |n| f_T + \text{sgn}(n) f_{осн},$$

где $f_{осн}$ – основная частота ЦВС; $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ – номера образов основной частоты; $\text{sgn}(x)$ – функция выделения знака аргумента x .

Для выделения необходимого спектрального компонента с частотой соответствующего n -го образа используется полосовой фильтр ПФ, причем для лучшей фильтрации дискретных составляющих желательно использовать коэффициент деления ЦВС

Секция 13. Моделирование радиоэлектронных устройств и систем

$$K_{ЦВС} = f_{оч} / f_T = 0,15...0,35.$$

Для анализа шумовых характеристик гибридного синтезатора воспользуемся моделью спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов системы ФАПЧ со смесителем, добавив в нее модели СПМ умножителя частоты и ЦВС на образцах основной частоты:

$$S_{ФАПЧ}(F) = \left[\frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_1^2} + S_{Д1}(F) + S_{ЧФД}(F) + \right. \\ \left. + S_{Д2}(F) + \frac{1}{N_2^2} \left[S_{СМ}(F) + S_{УЧ}(F)(n - K_{ЦВС})^2 + S_{ЦВСобр}(F) \right] \right] * \\ * |H_{31}(F)|^2 + S_{ГУН}(F) \cdot |H_{32}(F)|^2$$

На рис. 2 приведены полученные в результате моделирования шумовые характеристики гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и ЦВС для следующих значений частот: $f_{ГОЧ} = 96$ МГц, $f_T = 2496$ МГц, $f_{ГУН} = 3000$ МГц, $f_{СРЧФД} = 24$ МГц, $f_{ЦВС} = 880$ МГц. Коэффициенты деления для выбранных частот составляют $N_1=4$, $N_2=5$. Коэффициент умножения $n_1=26$.

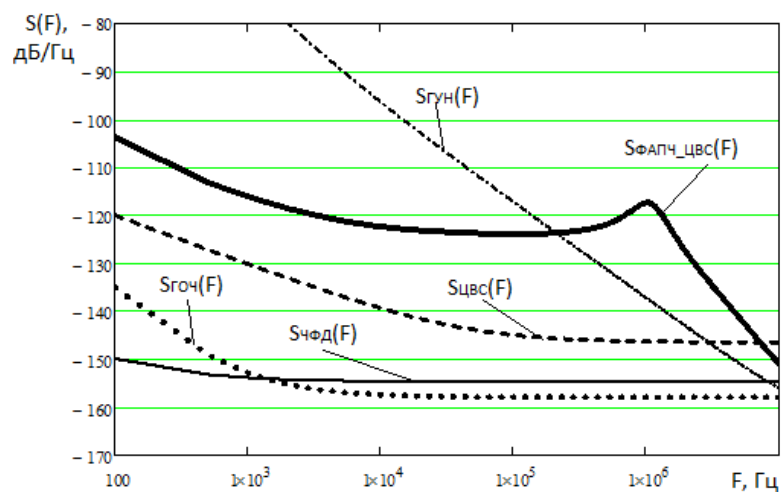


Рис. 2. Собственные фазовые шумы звеньев гибридного синтезатора частот

Таким образом, полученная математическая модель СП фазовых шумов гибридного синтезатора частот позволяет рассчитать его шумовые характеристики для произвольных выходных частот.

Способы проверки АЦП в цифровых приемных трактах

В радиолокации и связи используются устройства, работающие на все более высоких частотах. К таким устройствам относятся цифровые приемники. При внедрении микросхем цифровых приемников важной задачей является оценка качества работы цифровых приемных трактов и в частности АЦП. В общем случае для проверки качества работы АЦП достаточно подать на его вход линейно-изменяющееся напряжение. На выходе АЦП будет получено ступенчатое напряжение, соответствующее передаточной характеристике. В случае сбоя работы АЦП в одном из разрядов, равномерная передаточная характеристика АЦП (рис. 1.а) будет искажена (рис. 1.б).

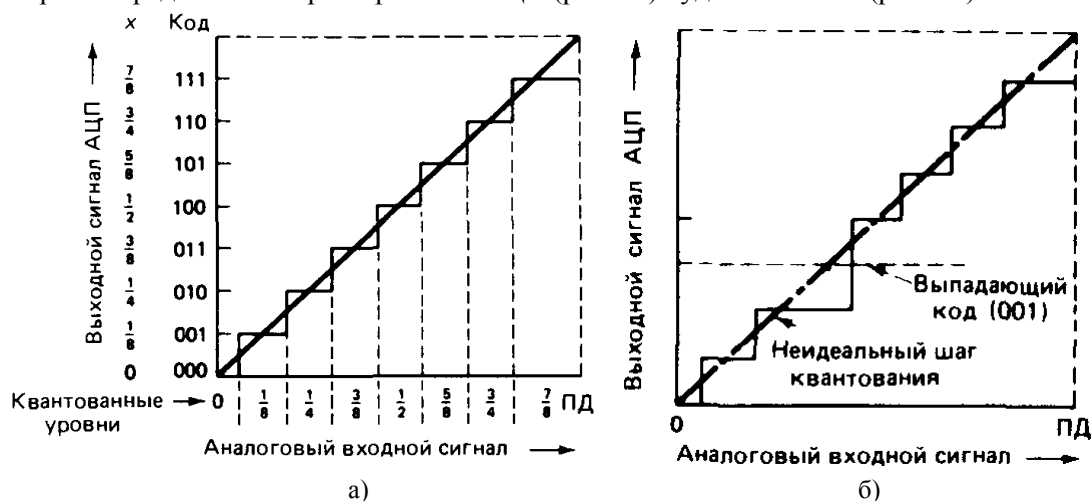


Рис.1.

В цифровых приемных трактах перед АЦП обычно стоит аналоговый полосовой фильтр для уменьшения уровней внеполосных сигналов и шумов. Его применение накладывает ограничения на стандартные способы проверки работоспособности разрядов АЦП, так как фильтр не пропускает низкочастотные составляющие сигнала. В этом случае предлагается проверять АЦП с помощью радиосигналов с линейной огибающей или с помощью гармонического высокочастотного сигнала со специально подобранной частотой.

При подаче на вход полосового фильтра радиосигнала с линейно-изменяющейся огибающей, на выходе этого фильтра будет сигнал, чья огибающая также будет линейна. Радиосигнал с линейной огибающей на входе АЦП позволит оценить линейность его выходной характеристики и работоспособность его разрядов. Данный способ прост в реализации.

При использовании гармонического сигнала на специально подобранной частоте измерения происходят за несколько периодов. Период гармонического сигнала T подбирается таким образом, чтобы быть меньше N периодов дискретизации на величину Δt , которая подбирается, чтобы в момент времени $T + \Delta t$, значение гармонического сигнала было равно наименьшему значащему разряду АЦП. В случае 14-разрядного АЦП это 2^{-13} . Затем осуществляется сбор массива точек, отстоящих друг от друга на величину $T + \Delta t$. Проводится сбор точек для всех возможных уровней напряжения (2^{14}). В результате получается близкая к линейной зависимость, по которой можно оценить правильность функционирования АЦП.

Литература

1 Сопряжение датчиков и устройств ввода с компьютерами IBM PC, пер. с англ./под ред. У. Томпкинса, Дж. Уэбстера – М.:Мир, 1992 –592с., ил.

К.А. Якименко, К.А. Вилков
 Научный руководитель: доктор техн. наук, проф. В.В. Ромашов
 Муромский институт Владимирского государственного университета
 602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
 E-mail: romashovamur@mail.ru

PDS-синтезатор на логических элементах

Современные синтезаторы на основе систем фазовой автоподстройки частоты имеют ряд существенных недостатков. Шаг переключения частоты у них равен частоте сравнения в фазовом детекторе. Однако при уменьшении частоты сравнения, необходимо увеличивать коэффициент деления в цепи обратной связи, что приводит к существенному росту фазовых шумов. Для устранения этого недостатка в систему ФАПЧ вводят дополнительные петли, что приводит к усложнению схемы, росту потребляемой мощности и времени перестройки.

В [1] предлагается новый тип синтезатора – PDS-синтезатор (Phase Digital Synthesizer). Целью данной работы является моделирование одного из способов реализации PDS-синтезатора на логических элементах.

Структура PDS-синтезатора основана на системе ФАПЧ, с особым цифровым устройством вместо фазового детектора. Отличительной особенностью PDS-синтезатора является то, что коэффициент деления в цепи обратной связи равен единице, за счет этого уровень фазовых шумов очень мал.

Упрощенная структура PDS-синтезатора представлена на рис. 1.

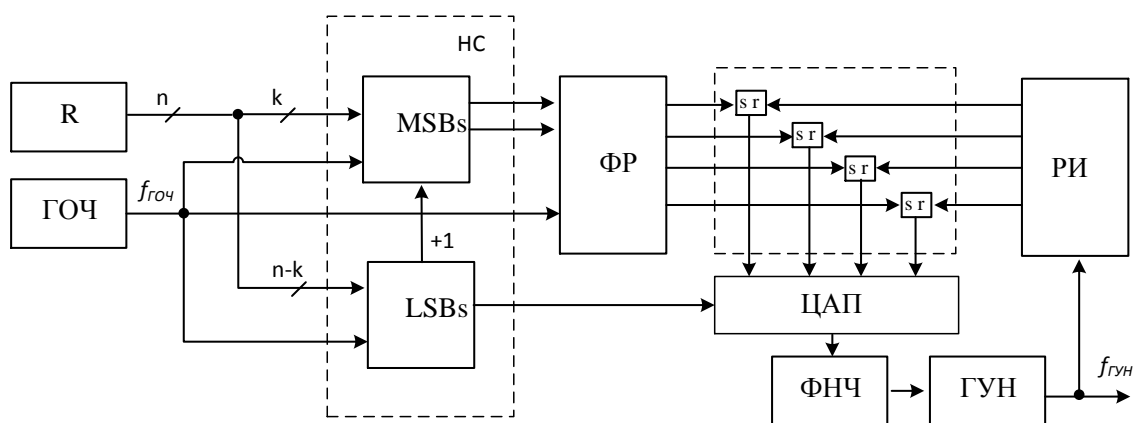


Рис.1. Структурная схема PDS-синтезатора

Генератор опорной частоты (ГОЧ) вырабатывает выходную частоту $f_{ГОЧ}$. Опорный накапливающий сумматор (НС) состоит из блока менее значащих разрядов (LSBs) и более значащих (MSBs). Количество разрядов сумматора – n (у блока MSBs – k , у блока LSBs – $(n-k)$). В сумматор загружается код управления частотой $R=R_1+R_2$.

Фазовый расщепитель (ФР) формирует на своих выходах последовательности импульсов с частотой $F_{ГОЧ} = \frac{R \cdot f_{ГОЧ}}{2^n}$, сдвинутые относительно друг друга на $\frac{2^{n-k}}{f_{ГОЧ}}$.

На выходе PDS-синтезатора стоит генератор, управляемый напряжением (ГУН). Выходной сигнал ГУН $f_{ГУН}$ подается на распределитель импульсов (РИ), который, как и ФР, формирует аналогичные последовательности импульсов с частотой $f_{ГУН}$.

Последовательности импульсов от ФР и РИ сравниваются в фазовом компараторе (ФК), который представляет собой набор RS-триггеров. Скважность импульсов на выходах RS-триггеров зависит от разности фаз последовательностей с выходов ФР и РИ. Импульсы подаются на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), формирующий импульсное напряжение. Фильтр ФНЧ выделяет постоянную составляющую $U_{упр}$, которая в результате подстраивает ГУН.

В ходе работы было проведено моделирование PDS-синтезатора в программе Microcap. Осциллограммы выходных сигналов звеньев синтезатора представлены на рис.2.

Секция 13. Моделирование радиоэлектронных устройств и систем

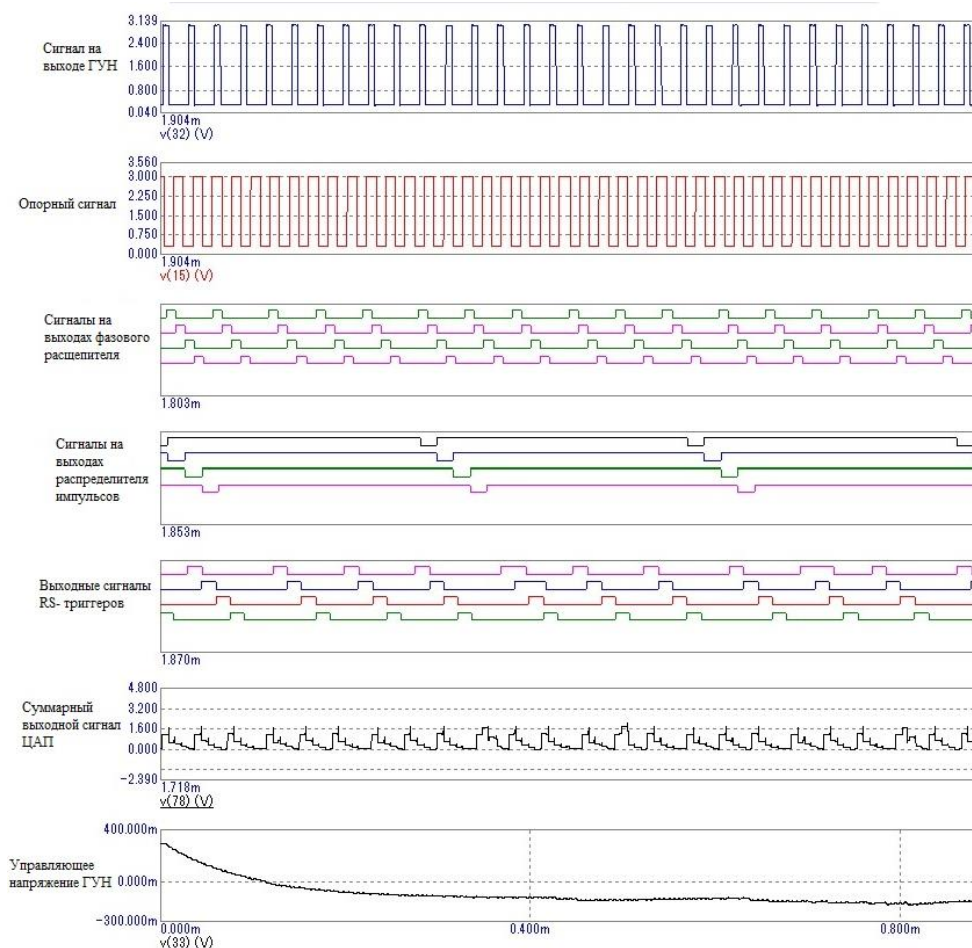


Рис.2. Результаты анализа в программе Microcap

По рис.2 видно, что синтезатор формирует управляющее напряжение, которое подстраивает выходную частоту ГУН. Таким образом, PDS-синтезаторы являются перспективными за счет ряда преимуществ, таких как: низкий уровень фазовых шумов, возможность исполнения на ПЛИС, цифровое управление и др.

Литература

1. Vitaly Koslov, Digital PLL Frequency Synthesizer, US Patent #5,748,043, 05.05.1998.